

PATENT APPLICATION

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re the Application of:

IMAI et al

Application No.: 10/669,013

Filed: September 24, 2003

For: CONTROLLER FOR DC BRUSHLESS MOTOR



Group Art Unit: 2834

Examiner: To be assigned

Attorney Dkt. No.: 107355-00091

CLAIM FOR PRIORITY

Director of the U.S. PTO
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

April 21, 2004

Sir:

The benefit of the filing dates of the following prior foreign application filed in the following foreign country is hereby requested for the above-identified patent application and the priority provided in 35 U.S.C. §119 is hereby claimed:

Japanese Patent Application No. 2002-277473 filed on September 24, 2002

In support of this claim, certified copy of said original foreign application is filed herewith.

It is requested that the file of this application be marked to indicate that the requirements of 35 U.S.C. §119 have been fulfilled and that the Patent and Trademark Office kindly acknowledge receipt of this document.

Please charge any fee deficiency or credit any overpayment with respect to this paper to Deposit Account No. 01-2300.

Respectfully submitted,



Charles M. Marmelstein
Registration No. 25,895

1050 Connecticut Avenue, N.W.,
Suite 400
Washington, D.C. 20036-5339
Tel: (202) 857-6000
Fax: (202) 638-4810

CMM:rkc

Enclosure: Priority Document (1)

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日 2002年 9月24日
Date of Application:

出願番号 特願2002-277473
Application Number: 特願2002-277473

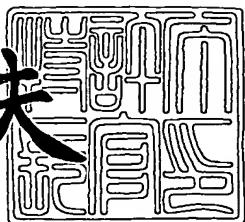
[ST. 10/C] : [J P 2 0 0 2 - 2 7 7 4 7 3]

出願人 本田技研工業株式会社
Applicant(s):

二〇〇三年一〇月一日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今井康



【書類名】 特許願
【整理番号】 PSA62801HT
【提出日】 平成14年 9月24日
【あて先】 特許庁長官殿
【国際特許分類】 H02P 21/00
H02P 6/06

【発明者】

【住所又は居所】 埼玉県和光市中央1丁目4番1号 株式会社本田技術研究所内

【氏名】 今井 信幸

【発明者】

【住所又は居所】 埼玉県和光市中央1丁目4番1号 株式会社本田技術研究所内

【氏名】 高橋 豊

【特許出願人】

【識別番号】 000005326

【氏名又は名称】 本田技研工業株式会社

【代理人】

【識別番号】 100077805

【弁理士】

【氏名又は名称】 佐藤 辰彦

【選任した代理人】

【識別番号】 100077665

【弁理士】

【氏名又は名称】 千葉 剛宏

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 015174

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1
【物件名】 図面 1
【物件名】 要約書 1
【包括委任状番号】 9711295
【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】

DCブラシレスモータの制御装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

DCブラシレスモータを、該モータの界磁の磁束方向であるq軸上にあるq軸電機子と、q軸と直交するd軸上にあるd軸電機子とを有する等価回路に変換して扱い、

前記モータの電機子に流れる電流を検出する電流検出手段と、該電流検出手段により検出された電流値と前記モータのロータ角度とに基づいて、前記q軸電機子に流れるq軸実電流と前記d軸電機子に流れるd軸実電流とを算出するdq実電流算出手段と、

前記q軸電機子に流れる電流の指令値であるq軸指令電流と前記q軸実電流との偏差であるq軸電流偏差と、前記d軸電機子に流れる電流の指令値であるd軸指令電流と前記d軸実電流との偏差であるd軸電流偏差とを小さくするように、前記d軸電機子に印加するd軸電圧と前記q軸電機子に印加するq軸電圧とを生成して、前記モータの電機子の通電量をフィードバック制御する通電制御手段とを備えたDCブラシレスモータの制御装置において、

前記通電制御手段は、所定の制御サイクルで前記モータの電機子の通電量をフィードバック制御し、前記d軸電圧と前記q軸電圧を座標軸とする直交座標系において各座標軸の単位ベクトルの1次結合により表され、且つ、互いに平行でない2以上の方向に対して、各方向ごとに、異なる制御サイクルにおいて、前記dq実電流算出手段により前記モータのロータ角度の推定値(θ^*)に基づいて算出されたd軸実電流とq軸実電流とを用いて、前回の制御サイクルにおいて生成されたd軸電圧とq軸電圧とを成分とするベクトルを該方向に射影したベクトルの大きさが、前記d軸電流偏差と前記q軸電流偏差に応じて該方向に沿って増減するように、今回の制御サイクルにおけるd軸電圧とq軸電圧とを生成する1方向のフィードバック制御を実行し、

各方向に対して前記1方向のフィードバック制御を実行する制御サイクルにお

ける d 軸実電流及び q 軸実電流の変化量と d 軸電圧及び q 軸電圧のレベルに基づいて、前記モータのロータ角度の実際値 (θ) と推定値 (θ^{\wedge}) との位相差 ($\theta - \theta^{\wedge}$) の 2 倍角の正弦値に応じた正弦参照値と、該位相差 ($\theta - \theta^{\wedge}$) の 2 倍角の余弦値に応じた余弦参照値とを算出する参照値算出手段と、

該正弦参照値と該余弦参照値に基づいて前記モータのロータ角度を検出するロータ角度検出手段を備えたことを特徴とする DC ブラシレスモータの制御装置。

【請求項 2】

前記 2 以上の方針を、 d 軸電圧と q 軸電圧を座標軸とする直交座標系の 2 つの座標軸方向としたことを特徴とする請求項 1 記載の DC ブラシレスモータの制御装置。

【請求項 3】

前記ロータ角度検知手段は、前記正弦参照値と前記余弦参照値を、以下の式 (1) ~ (7) により算出することを特徴とする請求項 2 記載の DC ブラシレスモータの制御装置。

【数 1】

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_s \\ \hat{V}_c \\ \hat{V}_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 \sin 2\theta e \\ L_1 \cos 2\theta e \\ L_0 \end{bmatrix} = (\tilde{C}^T \tilde{C})^{-1} C^T \begin{bmatrix} \frac{d\hat{I}}{dV_d}(i_1) \\ \frac{d\hat{I}}{dV_d}(i_1) \\ \frac{d\hat{I}}{dV_q}(i_2) \\ \frac{d\hat{I}}{dV_q}(i_2) \end{bmatrix} \equiv \tilde{D} \begin{bmatrix} \frac{d\hat{I}}{dV_d}(i_1) \\ \frac{d\hat{I}}{dV_d}(i_1) \\ \frac{d\hat{I}}{dV_q}(i_2) \\ \frac{d\hat{I}}{dV_q}(i_2) \end{bmatrix} \dots\dots (1)$$

【数 2】

$$L_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) \dots\dots (2)$$

【数 3】

$$L_0 = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) \dots\dots (3)$$

【数4】

【数5】

$$\begin{aligned} d\hat{Id}(i) &= \left[\frac{\Delta \hat{Id}(i+1) - \Delta \hat{Id}(i)}{\Delta T} \right] \\ &= \left[\frac{\hat{Id}(i+2) - \hat{Id}(i+1)}{\Delta T} - \frac{\hat{Id}(i+1) - \hat{Id}(i)}{\Delta T} \right] \\ &\quad \left[\frac{\hat{Iq}(i+2) - \hat{Iq}(i+1)}{\Delta T} - \frac{\hat{Iq}(i+1) - \hat{Iq}(i)}{\Delta T} \right] \end{aligned} \quad \dots\dots (5)$$

【数6】

【数7】

但し、 V_s^* ：正弦参照値、 V_c^* ：余弦参照値、 i_1 ：d 軸方向に対して 1 方向電流フィードバック制御を行なう制御サイクル、 i_2 ：q 軸方向に対して 1 方向電流フィードバックを行う制御サイクル、 L_d ：d 軸電機子のインダクタンス、 L_q ：q 軸電機子のインダクタンス、 ΔT ：制御サイクルの時間、 $\Delta I_d^*(i)$ ：制御サイクル i における d 軸実電流の変化量、 $\Delta I_q^*(i)$ ：制御サイクル i における q 軸実電流の変化量、 $I_d^*(i)$ ：制御サイクル i における d 軸実電流、 $I_q^*(i)$ ：制御サイクル i における q 軸実電流、 $dV_d^*(i)$ ：制御サイクル i における d 軸電圧の変化量、 $V_d^*(i)$ ：制御サイクル i における d 軸電圧、 $dV_q^*(i)$ ：制御サイクル i における q 軸電圧の変化量、 $V_q^*(i)$ ：制御サイクル i における q 軸電圧。

【請求項 4】

前記式（1）における行列D～の成分のデータを予めメモリに記憶し、

前記ロータ角度検知手段は、前記メモリに記憶された行列D～の成分のデータを用いて前記式(1)の演算を実行することを特徴とする請求項3記載のDCブ

ラシレスモータの制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、DCブラシレスモータのロータ角度をロータの位置検出センサを用いることなく検知して、該モータの作動を制御するモータ制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

DCブラシレスモータを駆動して所望のトルクを得るためにには、磁極を有するロータの電気角（以下、ロータ角度という）に対応した適切な位相で電機子に電圧を印加する必要がある。そして、ロータ角度を検出する位置検出センサを省いてDCブラシレスモータと駆動装置のコストダウンを図るべく、位置検出センサを用いずにロータ角度を検出する種々の方法が提案されている。

【0003】

例えば、特許文献1及び特許文献2には、いわゆるd q座標系によりDCブラシレスモータの制御を行うモータ制御装置において、一方の軸方向に推定用交流信号電圧を印加したときに、他方の軸側に生じる電流によりロータ角度を検知する方法が記載されている。

【0004】

また、本願発明者らも、先の出願（特願2001-288303）において、位置検出センサを用いずにロータ角度を検出するロータ角度検出装置を提案している。かかるロータ角度検出装置においては、突極型のDCブラシレスモータの3相の電機子に印加する駆動電圧に高周波電圧を重畠したときに、該3相の電子機のうちの第1相に流れる電流の検出値及び第2相に流れる電流の検出値と、該高周波電圧に応じた高周波成分とを用いて、該モータのロータ角度の2倍角の正弦値に応じた正弦参照値と該2倍角の余弦値に応じた余弦参照値とを算出する。

【0005】

そして、該正弦参照値と余弦参照値に基づいて、ロータ角度を初期追従性良くモータパラメータの影響をほとんど受けることなくロータ角度を検出することが

できる。

【0006】

しかし、このように、ロータ角度を検知するために駆動電圧に高周波電圧を重畠したときに、モータから耳障りなノイズが発生する場合がある。また、駆動用の電圧に交流信号電圧を重畠するためには、モータに駆動電圧を出力するインバータの容量を大きくする必要がある。さらに、モータの電流フィードバックの制御系とロータ角度の検知系の応答が干渉することを防ぐため、ローパスフィルタにより電流フィードバック系とロータ角度の検知系の応答を分離する必要があるが、ローパスフィルタを設けることにより、電流フィードバック系の応答性が悪化するおそれがある。

【0007】

【特許文献1】

特開平10-323099号公報

【特許文献2】

特開平11-332279号公報

【0008】

【発明が解決しようとする課題】

本発明は、上記背景を鑑みてなされたものであり、駆動電圧に高周波電圧を重畠してロータ角度を検知する際に生じる種々の不都合を解消して、位置検出センサを用いることなくロータ角度を検知する機能を有するDCブラシレスモータの制御装置を提供することを目的とする。

【0009】

【課題を解決するための手段】

先ず、本発明について説明する前に、本発明の基本的な考え方を図1を参照して説明する。図1(a)に示したように、突極型のロータ2を使用した場合、ロータ2とU, V, Wの各電機子3, 4, 5間のギャップの磁気抵抗は周期的に変化し、その変化はロータ2が1回転する間に2回、すなわちロータ2が半回転する間に1周期分変化する。そして、該磁気抵抗は、ロータ2が図中①の位置となつたときに最大となり、ロータ2が図中②の位置となつたときに最小となる。

【0010】

図1 (a) の磁気回路を模式的に表したもののが図1 (b) であり、前記磁気抵抗の1周期あたりの平均値が0.5であると仮定すると、U, V, Wの各相における磁気抵抗 R_u , R_v , R_w は、以下の式(8)～式(10)で示される。

【0011】

【数8】

$$R_u = 1 - \cos 2\theta \quad \dots \dots \dots (8)$$

【0012】

【数9】

$$R_v = 1 - \cos \left(2\theta + \frac{2}{3}\pi \right) \quad \dots \dots \dots (9)$$

【0013】

【数10】

$$R_w = 1 - \cos \left(2\theta - \frac{2}{3}\pi \right) \quad \dots \dots \dots (10)$$

【0014】

このとき、U相からみたギャップの磁気抵抗 R_{gu} は、以下の式(11)により求めることができる。

【0015】

【数11】

$$\begin{aligned} R_{gu} &= R_u + \frac{R_v \cdot R_w}{R_v + R_w} \\ &= 1 + \cos 2\theta + \frac{1 + \cos \left(2\theta - \frac{2}{3}\pi \right) + \cos \left(2\theta + \frac{2}{3}\pi \right) + \cos \left(2\theta - \frac{2}{3}\pi \right) \cdot \cos \left(2\theta + \frac{2}{3}\pi \right)}{2 + \cos \left(2\theta - \frac{2}{3}\pi \right) + \cos \left(2\theta + \frac{2}{3}\pi \right)} \\ &= 1 + \cos 2\theta + \frac{1 - \cos 2\theta + \frac{1}{2}(\cos 4\theta + \cos \frac{2}{3}\pi)}{2 - \cos 2\theta} \\ &= \frac{8 - \cos \frac{2}{3}\pi}{4 - 2\cos 2\theta} \quad \dots \dots \dots (11) \end{aligned}$$

【0016】

そのため、U相が単位巻線であると仮定すると、U相の自己インダクタンス L_u は以下の式(12)により求めることができる。

【0017】

【数12】

$$Lu = \frac{1}{Rgu} = \frac{4 - 2\cos 2\theta}{8 - \cos \frac{2}{3}\pi} \quad \dots\dots\dots (12)$$

【0018】

また U, W 相間の相互インダクタンス M_{uw} と、 U, V 相間の相互インダクタンス M_{uv} は、磁気回路の構成より、それぞれ以下の式 (13), 式 (14) により求めることができる。

【0019】

【数13】

$$M_{uw} = -\frac{R_w}{R_v + R_w} Lu = -\frac{2 + 2\cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi)}{8 - \cos \frac{2}{3}\pi} \quad \dots\dots\dots (13)$$

【0020】

【数14】

$$M_{uv} = -\frac{R_v}{R_v + R_w} Lu = -\frac{2 + 2\cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi)}{8 - \cos \frac{2}{3}\pi} \quad \dots\dots\dots (14)$$

【0021】

V 相、W 相についても、同様にして自己インダクタンスと相互インダクタンスを求めることができ、これらにより、突極性を有する DC ブラシレスモータの電圧方程式は、各相の自己インダクタンスの直流分を 1、1 の変動分を $\Delta 1$ 、各相間の相互インダクタンスの直流分を m とすると、以下の式 (15) で表すことができる。

【0022】

【数15】

$$\begin{bmatrix} Vu \\ Vv \\ Vw \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Iu \\ Iv \\ Iw \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} l - \Delta l \cos(2\theta) & m - \Delta l \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) & m - \Delta l \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ m - \Delta l \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) & l - \Delta l \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) & m - \Delta l \cos(2\theta) \\ m - \Delta l \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) & m - \Delta l \cos(2\theta) & l - \Delta l \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Iu \\ Iv \\ Iw \end{bmatrix} \\ + \omega K_e \begin{bmatrix} \sin \theta \\ \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(\theta - \frac{4}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (15)$$

【0023】

但し、 V_u 、 V_v 、 V_w ：U、V、Wの各相の電機子に印加される電圧、 I_u 、 I_v 、 I_w ：U、V、Wの各相の電機子に流れる電流、 r ：U、V、Wの各相の電機子の電気抵抗、 ω ：ロータ2の電気角速度、 K_e ：誘起電圧定数である。

【0024】

さらに、電気角速度 ω がほぼ0で誘起電圧やロータ2の角速度変化による影響が小さく、抵抗 r による電圧降下も無視できるレベルである場合には、前記式(15)は、以下の式(16)により近似することができる。

【0025】

【数16】

$$\begin{bmatrix} V_u \\ V_v \\ V_w \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} I - \Delta I \cos(2\theta) & m - \Delta I \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) & m - \Delta I \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ m - \Delta I \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) & I - \Delta I \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) & m - \Delta I \cos(2\theta) \\ m - \Delta I \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) & m - \Delta I \cos(2\theta) & I - \Delta I \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \end{bmatrix}$$

----- (16)

【0026】

ここで、上記式(16)を相間電流、電圧による式に変形すると、以下の式(17)が得られる。

【0027】

【数17】

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_u \\ V_v \\ V_w \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_u - V_v \\ V_w - V_v \end{bmatrix} &\approx \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I - \Delta I \cos(2\theta) & m - \Delta I \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) & m - \Delta I \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ m - \Delta I \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) & I - \Delta I \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) & m - \Delta I \cos(2\theta) \\ m - \Delta I \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) & m - \Delta I \cos(2\theta) & I - \Delta I \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} I - m - \Delta I \{\cos(2\theta) - \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi)\} & -I + m - \Delta I \{\cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) - \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi)\} & \Delta I \{\cos(2\theta) - \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi)\} \\ \Delta I \{\cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) - \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi)\} & -I + m - \Delta I \{\cos(2\theta) - \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi)\} & I - m + \Delta I \{\cos(2\theta) - \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi)\} \\ 2(I-m) - \Delta I \{\cos(2\theta) - \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) + \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi)\} & I - m + \Delta I \{\cos(2\theta) + \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) - 2\cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi)\} & \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_u \\ I_w \end{bmatrix} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 2(I-m) + 3\Delta I \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) & I - m - 3\Delta I \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ I - m - 3\Delta I \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) & 2(I-m) + 3\Delta I \cos(2\theta) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_u \\ I_w \end{bmatrix} \end{aligned}$$

----- (17)

【0028】

また、上記式(17)のインダクタンス行列は正則であるので、上記式(17)を以下の式(18)、式(19)の形に変形することができる。

【0029】

【数18】

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} I_u \\ \frac{d}{dt} I_w \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 2(1-m) + 3\Delta I \cos 2\theta & -1+m+3\Delta I \cos(2\theta+\frac{2}{3}\pi) \\ -1+m+3\Delta I \cos(2\theta+\frac{2}{3}\pi) & 2(1-m) + 3\Delta I \cos(2\theta-\frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_u - V_v \\ V_w - V_v \end{bmatrix} \quad \dots \dots \dots \quad (18)$$

【0030】

【数19】

$$K = \frac{1}{\{2(1-m) + 3\Delta I \cos(2\theta-\frac{2}{3}\pi)\} \times \{2(1-m) + 3\Delta I \cos 2\theta\} - \{1-m-3\Delta I \cos(2\theta+\frac{2}{3}\pi)\}^2} \quad \dots \dots \dots \quad (19)$$

【0031】

さらに、ロータ角度の推定値 ($\hat{\theta}$) を用いて、以下の式(20), 式(21)で表される3相/d q変換を上記式(15)に施すと、ロータ角度の推定値 ($\hat{\theta}$) と実際値 (θ) が等しい ($\hat{\theta} = \theta$) 場合、以下の式(22)が得られる。

【0032】

【数20】

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_d \\ \hat{V}_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin \hat{\theta} & \sin(\hat{\theta}-\frac{2}{3}\pi) & \sin(\hat{\theta}-\frac{4}{3}\pi) \\ \cos \hat{\theta} & \cos(\hat{\theta}-\frac{2}{3}\pi) & \cos(\hat{\theta}-\frac{4}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_u \\ V_v \\ V_w \end{bmatrix} \quad \dots \dots \dots \quad (20)$$

【0033】

【数21】

$$\begin{bmatrix} \hat{I}_d \\ \hat{I}_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin \hat{\theta} & \sin(\hat{\theta}-\frac{2}{3}\pi) & \sin(\hat{\theta}-\frac{4}{3}\pi) \\ \cos \hat{\theta} & \cos(\hat{\theta}-\frac{2}{3}\pi) & \cos(\hat{\theta}-\frac{4}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \end{bmatrix} \quad \dots \dots \dots \quad (21)$$

【0034】

【数22】

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_d \\ \hat{V}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r + \frac{d}{dt} L_d & -\omega L_q \\ \omega L_q & r + \frac{d}{dt} L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_d \\ \hat{I}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega K_e \\ 0 \end{bmatrix} \quad \dots \dots \dots \quad (22)$$

【0035】

【数23】

$$Id = I - m + \frac{3}{2} \Delta I \quad \cdots \cdots \quad (23)$$

【0036】

【数24】

$$Iq = I - m - \frac{3}{2} \Delta I \quad \cdots \cdots \quad (24)$$

【0037】

ここで、上記式(18)におけるロータ角度(θ)が、ロータ角度の実際値から θ_e だけずれた推定値である場合には、該推定値を用いて3相/ $d q$ 変換された \hat{Id} , \hat{Iq} , \hat{Vd} , \hat{Vq} と、ロータ角度の実際値を用いて変換された Id , Iq , Vd , Vq との間に、以下の式(25), 式(26)の関係が成り立つ。

【0038】

【数25】

$$\begin{bmatrix} \hat{Id} \\ \hat{Iq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Id \\ Iq \end{bmatrix} \quad \cdots \cdots \quad (25)$$

【0039】

【数26】

$$\begin{bmatrix} \hat{Vd} \\ \hat{Vq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Vd \\ Vq \end{bmatrix} \quad \cdots \cdots \quad (26)$$

【0040】

但し、 θ_e : ロータ角度の実際値と推定値の位相差。

【0041】

したがって、以下の式(27)の関係式が導かれる。

【0042】

【数27】

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \hat{I}_d \\ \hat{I}_q \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -\frac{r}{L_d} & \omega \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{r}{L_q} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{I}_d \\ \hat{I}_q \end{pmatrix} \\
 &+ \begin{pmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{pmatrix} \left\{ \begin{pmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{V}_d \\ \hat{V}_q \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \omega K_e \\ 0 \end{pmatrix} \right\} \quad \dots\dots(27)
 \end{aligned}$$

【0043】

そして、上記式（16）の場合と同様に、電気角速度 ω がほぼ 0 で、誘起電圧やロータ 2 の角度変化による影響が小さく、抵抗 r による電圧降下も無視できるレベルである場合は、上記式（27）は、以下の式（28）で近似することができる。

【0044】

【数28】

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \hat{I}_d \\ \hat{I}_q \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \frac{1}{L_d} \cos^2 \theta_e + \frac{1}{L_q} \sin^2 \theta_e & \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) \cos \theta_e \sin \theta_e \\ \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) \cos \theta_e \sin \theta_e & \frac{1}{L_d} \sin^2 \theta_e + \frac{1}{L_q} \cos^2 \theta_e \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{V}_d \\ \hat{V}_q \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} \frac{1}{L_d} \frac{1+\cos 2\theta_e}{2} + \frac{1}{L_q} \frac{1-\cos 2\theta_e}{2} & \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) \frac{\sin 2\theta_e}{2} \\ \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) \frac{\sin 2\theta_e}{2} & \frac{1}{L_d} \frac{1-\cos 2\theta_e}{2} + \frac{1}{L_q} \frac{1+\cos 2\theta_e}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{V}_d \\ \hat{V}_q \end{pmatrix} \\
 &= \frac{1}{2} \begin{pmatrix} \left(\frac{1}{L_d} + \frac{1}{L_q} \right) + \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) \cos 2\theta_e & \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) \sin 2\theta_e \\ \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) \sin 2\theta_e & \left(\frac{1}{L_d} + \frac{1}{L_q} \right) + \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) \cos 2\theta_e \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{V}_d \\ \hat{V}_q \end{pmatrix} \\
 &\equiv \begin{pmatrix} L_0 + L_1 \cos 2\theta_e & L_1 \sin 2\theta_e \\ L_1 \sin 2\theta_e & L_0 - L_1 \cos 2\theta_e \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{V}_d \\ \hat{V}_q \end{pmatrix} \quad \dots\dots(28)
 \end{aligned}$$

【0045】

以上の説明を基礎として本発明を以下に説明する。本発明は、DC ブラシレス

モータを、該モータの界磁の磁束方向である q 軸上にある q 軸電機子と、 q 軸と直交する d 軸上にある d 軸電機子とを有する等価回路に変換して扱い、前記モータの電機子に流れる電流を検出する電流検出手段と、該電流検出手段により検出された電流値と前記モータのロータ角度とに基づいて、前記 q 軸電機子に流れる q 軸実電流と前記 d 軸電機子に流れる d 軸実電流とを算出する d q 実電流算出手段と、前記 q 軸電機子に流れる電流の指令値である q 軸指令電流と前記 q 軸実電流との偏差である q 軸電流偏差と、前記 d 軸電機子に流れる電流の指令値である d 軸指令電流と前記 d 軸実電流との偏差である d 軸電流偏差とを小さくするよう前に、前記 d 軸電機子に印加する d 軸電圧と前記 q 軸電機子に印加する q 軸電圧とを生成して、前記モータの電機子の通電量をフィードバック制御する通電制御手段とを備えたDCブラシレスモータの制御装置の改良に関する。

【0046】

そして、前記通電制御手段は、所定の制御サイクルで前記モータの電機子の通電量をフィードバック制御し、前記 d 軸電圧と前記 q 軸電圧を座標軸とする直交座標系において各座標軸の単位ベクトルの1次結合により表され、且つ、互いに平行でない2以上の方向に対して、各方向ごとに、異なる制御サイクルにおいて、前記 d q 実電流算出手段により前記モータのロータ角度の推定値 (θ^{\wedge}) に基づいて算出された d 軸実電流と q 軸実電流とを用いて、前回の制御サイクルにおいて生成された d 軸電圧と q 軸電圧とを成分とするベクトルを該方向に射影したベクトルの大きさが、前記 d 軸電流偏差と前記 q 軸電流偏差に応じて該方向に沿って増減するように、今回の制御サイクルにおける d 軸電圧と q 軸電圧とを生成する1方向のフィードバック制御を実行し、各方向に対して前記1方向のフィードバック制御を実行する制御サイクルにおける d 軸実電流及び q 軸実電流の変化量と d 軸電圧及び q 軸電圧のレベルとに基づいて、前記モータのロータ角度の実際値 (θ) と推定値 (θ^{\wedge}) との位相差 ($\theta - \theta^{\wedge}$) の2倍角の正弦値に応じた正弦参照値と、該位相差 ($\theta - \theta^{\wedge}$) の2倍角の余弦値に応じた余弦参照値とを算出する参照値算出手段と、該正弦参照値と該余弦参照値とに基づいて前記モータのロータ角度を検出するロータ角度検出手段を備えたことを特徴とする。

【0047】

かかる本発明において、上記式（28）における微分区間を前記制御サイクルの長さ (ΔT) とし、ロータ角度の推定値 (θ^\wedge) に基づいて前記 d q 電流算出手段により算出された制御サイクル i における d 軸実電流と q 軸実電流の変化量をそれぞれ $\Delta \hat{I}_d(i)$, $\Delta \hat{I}_q(i)$ とすると、上記式（28）の左辺は以下の式（29）で表される。

【0048】

【数29】

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \hat{I}_d(i) \\ \hat{I}_q(i) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\Delta \hat{I}_d(i)}{\Delta T} \\ \frac{\Delta \hat{I}_q(i)}{\Delta T} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\hat{I}_d(i+1) - \hat{I}_d(i)}{\Delta T} \\ \frac{\hat{I}_q(i+1) - \hat{I}_q(i)}{\Delta T} \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (29)$$

【0049】

そのため、制御サイクル i における d 軸電圧と q 軸電圧をそれぞれ $V_d^\wedge(i)$, $V_q^\wedge(i)$ とすると、上記式（28）を以下の式（30）で表すことができる。

【0050】

【数30】

$$\begin{pmatrix} \frac{\Delta \hat{I}_d(i)}{\Delta T} \\ \frac{\Delta \hat{I}_q(i)}{\Delta T} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_0 + L_1 \cos 2\theta^\wedge & L_1 \sin 2\theta^\wedge \\ L_1 \sin 2\theta^\wedge & L_0 - L_1 \cos 2\theta^\wedge \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{V}_d(i) \\ \hat{V}_q(i) \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (30)$$

【0051】

したがって、制御サイクル i についての上記式（30）と制御サイクル i + 1 についての上記式（30）を辺々減算すると、以下の式（31）が得られる。

【0052】

【数31】

$$\begin{aligned}
 & \left(\begin{array}{c} \frac{\Delta \hat{I}_d(i+1)}{\Delta T} - \frac{\Delta \hat{I}_d(i)}{\Delta T} \\ \frac{\Delta \hat{I}_q(i+1)}{\Delta T} - \frac{\Delta \hat{I}_q(i)}{\Delta T} \end{array} \right) = \begin{pmatrix} L_0 + L_1 \cos 2\theta_e & L_1 \sin 2\theta_e \\ L_1 \sin 2\theta_e & L_0 - L_1 \cos 2\theta_e \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{V}_d(i+1) - \hat{V}_d(i) \\ \hat{V}_q(i+1) - \hat{V}_q(i) \end{pmatrix} \\
 & \equiv \begin{pmatrix} L_0 + L_1 \cos 2\theta_e & L_1 \sin 2\theta_e \\ L_1 \sin 2\theta_e & L_0 - L_1 \cos 2\theta_e \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d\hat{V}_d(i) \\ d\hat{V}_q(i) \end{pmatrix} \\
 & = \begin{pmatrix} d\hat{V}_q(i) & d\hat{V}_d(i) & d\hat{V}_d(i) \\ d\hat{V}_d(i) & -d\hat{V}_q(i) & d\hat{V}_q(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} L_1 \sin 2\theta_e \\ L_1 \cos 2\theta_e \\ L_0 \end{pmatrix} \\
 & \equiv \hat{C}(i) \begin{pmatrix} L_1 \sin 2\theta_e \\ L_1 \cos 2\theta_e \\ L_0 \end{pmatrix} \quad \dots \dots \dots \quad (31)
 \end{aligned}$$

【0053】

但し、 $\Delta I_d^*(i+1)$ ：制御サイクル $i + 1$ における d 軸実電流の変化量、 $\Delta I_d^*(i)$ ：制御サイクル i における d 軸実電流の変化量、 $\Delta I_q^*(i)$ ：制御サイクル $i + 1$ における q 軸実電流の変化量、 $\Delta I_q^*(i)$ ：制御サイクル i における q 軸実電流の変化量、 $dV_d^*(i)$ ：制御サイクル i における d 軸電圧の変化量、 $dV_q^*(i)$ ：制御サイクル i における q 軸電圧の変化量。

【0054】

したがって、制御サイクル i における d 軸実電流の変化量 ($\Delta I_d^*(i)$) と q 軸実電流の変化量 ($\Delta I_q^*(i)$) と d 軸電圧の変化量 ($d V_d^*(i)$) と q 軸電圧の変化量 ($d V_q^*(i)$) 、及び制御サイクル i の次の制御サイクル $i+1$ における d 軸実電流の変化量 ($\Delta I_d^*(i+1)$) と q 軸実電流の変化量 ($\Delta I_q^*(i+1)$) を上記式 (3.1) に代入することによって、未知数である L_0 、 $L_1 \sin 2\theta_e$ 、及び $L_1 \cos 2\theta_e$ についての 2 つの関係式を得ることができる。

[0 0 5 5]

そして、以下の式（32）のd軸電圧（ V_d ）とq軸電圧（ V_q ）の1次結合により表される方向に対して前記1方向のフィードバック制御を実行すると、上記式（31）の形の関係式を1つ得ることができる。

[0056]

【数32】

$$v = k_1 \cdot v_d + k_2 \cdot v_q \quad \dots \dots \dots (32)$$

【0057】

但し、 k_1 , k_2 ：結合係数。

【0058】

したがって、上記式（32）で表される互いに平行でない2以上の方針について、異なる制御サイクルにおいて前記1方向のフィードバック制御を実行すると、3つの未知数 L_0 , $L_1 \sin 2\theta_e$, $L_1 \cos 2\theta_e$ に対して、4つ以上の独立した関係式が得られる。そのため、これらの関係式から前記正弦参照値として $L_1 \sin 2\theta_e$ を求めることができ、また、前記余弦参照値として $L_1 \cos 2\theta_e$ を求めることができる。そして、例えば以下の式（33）により、ロータ角度の実際値 (θ) と推定値 (θ^*) との位相差 (θ_e) を算出して、ロータ角度の実際値を検知することができる。

【0059】

【数33】

$$\theta_e = \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{L_1 \sin 2\theta_e}{L_1 \cos 2\theta_e} \quad \dots \dots \dots (33)$$

【0060】

そして、本発明によれば、モータの電機子電流のフィードバック制御を実行する際の d 軸実電流及び q 軸実電流の変化量と d 軸電圧及び q 軸電圧のレベルを用いてロータ角度を検知するため、ロータ角度を検知するために特別な電圧をモータの駆動電圧に重畠する必要がない。したがって、ロータ角度検出用の高周波電圧を駆動電圧に重畠したときに生じ得る耳障りなノイズが発生することがない。また、モータの電流フィードバック系とロータ角度の検知系の応答が干渉することを防止するために、ローパスフィルタを設ける必要もない。

【0061】

なお、前記モータの低回転域では、モータの電機子電流のフィードバック制御系の応答はあまり速くなくてもよい。そのため、前記1方向のフィードバック制

御を異なる制御サイクルで行うことにより、モータの電機子電流のフィードバック制御を行なっても問題は生じないと考えられる。

【0062】

また、本発明は、前記2以上の方針を、d軸電圧とq軸電圧を座標軸とする直交座標系の2つの座標軸方向としたことを特徴とする。

【0063】

かかる本発明によれば、d軸電圧の軸方向に対して前記1方向フィードバック制御を実行すると、該1方向のフィードバック制御を実行する制御サイクルにおけるq軸電圧の変化量は0となる。したがって、d軸電圧の軸方向に対する前記1方向のフィードバック制御を制御サイクル*i₁*で実行したときは、上記式(31)は以下の式(34)の形で表される。

【0064】

【数34】

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{\Delta \hat{I}_{d(i_1+1)} - \Delta \hat{I}_{d(i_1)}}{\Delta T} & \frac{\Delta \hat{I}_{q(i_1+1)} - \Delta \hat{I}_{q(i_1)}}{\Delta T} \\ \frac{\Delta \hat{I}_{q(i_1+1)} - \Delta \hat{I}_{q(i_1)}}{\Delta T} & \frac{\Delta \hat{I}_{d(i_1+1)} - \Delta \hat{I}_{d(i_1)}}{\Delta T} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos 2\theta e & L_1 \sin 2\theta e \\ L_1 \sin 2\theta e & L_0 - L_1 \sin 2\theta e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d\hat{V}_d(i_1) \\ 0 \end{bmatrix} \\ &= d\hat{V}_d(i_1) \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_1 \sin 2\theta e \\ L_1 \cos 2\theta e \\ L_0 \end{bmatrix} \quad \cdots \cdots (34) \end{aligned}$$

【0065】

一方、q軸電圧の軸方向に対して前記1方向のフィードバック制御を実行すると、該1方向のフィードバックを実行する制御サイクルにおけるd軸電圧の変化量は0となる。したがって、q軸電圧の軸方向に対する前記1方向のフィードバック制御を制御サイクル*i₂*で実行したときは、上記式(31)は以下の式(35)の形で表される。

【0066】

【数35】

$$\begin{bmatrix} \frac{\Delta \hat{I}_d(i_2+1)}{\Delta T} - \frac{\Delta \hat{I}_d(i_2)}{\Delta T} \\ \frac{\Delta \hat{I}_q(i_2+1)}{\Delta T} - \frac{\Delta \hat{I}_q(i_2)}{\Delta T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos 2\theta e & L_1 \sin 2\theta e \\ L_1 \sin 2\theta e & L_0 - L_1 \sin 2\theta e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ d\hat{V}_q(i_2) \end{bmatrix}$$

$$= d\hat{V}_q(i_2) \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_1 \sin 2\theta e \\ L_1 \cos 2\theta e \\ L_0 \end{bmatrix} \quad \dots \dots \dots (35)$$

【0067】

そのため、上記式(34), 式(35)から、3つの未知数 $L_1 \sin 2\theta e$, $L_1 \cos 2\theta e$, L_0 に関する簡単な関係式を4つ得ることができる。そして、これらの関係式から、前記正弦参照値として $L_1 \sin 2\theta e$ を容易に算出することができ、また、前記余弦参照値として $L_1 \cos 2\theta e$ を容易に算出することができる。

【0068】

また、以下の式(36)のようにおくと、上記式(34)は以下の式(37)の形に表すことができ、上記式(35)は以下の式(38)の形に表すことができる。

【0069】

【数36】

$$d\hat{d}\hat{I}(i) \equiv \begin{bmatrix} d\hat{d}\hat{I}_d(i) \\ d\hat{d}\hat{I}_q(i) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \frac{\Delta \hat{I}_d(i+1)}{\Delta T} - \frac{\Delta \hat{I}_d(i)}{\Delta T} \\ \frac{\Delta \hat{I}_q(i+1)}{\Delta T} - \frac{\Delta \hat{I}_q(i)}{\Delta T} \end{bmatrix} \quad \dots \dots \dots (36)$$

【0070】

【数37】

$$d\hat{d}\hat{I}(i_1) = d\hat{V}_d(i_1) \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_1 \sin 2\theta e \\ L_1 \cos 2\theta e \\ L_0 \end{bmatrix} \quad \dots \dots \dots (37)$$

【0071】

【数38】

$$\frac{d\hat{dI}(i_2)}{d\hat{Vq}(i_2)} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} L_1 \sin 2\theta e \\ L_1 \cos 2\theta e \\ L_0 \end{pmatrix} \quad \dots \dots \dots \quad (38)$$

【0072】

そして、上記式(37)と式(38)をまとめて以下の式(39)の形で表すことができる。

【0073】

【数39】

$$\begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} L_1 \sin 2\theta e \\ L_1 \cos 2\theta e \\ L_0 \end{pmatrix} \equiv \tilde{C} \begin{pmatrix} L_1 \sin 2\theta e \\ L_1 \cos 2\theta e \\ L_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{d\hat{dI}(i_1)}{d\hat{Vd}(i_1)} \\ \frac{d\hat{dI}(i_2)}{d\hat{Vq}(i_2)} \end{pmatrix} \quad \dots \dots \dots \quad (39)$$

【0074】

したがって、前記正弦参照値を Vs^* 、前記余弦参照値を Vc^* 、 L_0 を $V1^*$ とすると、上記式(39)から以下の式(40)を得ることができる。そして、前記ロータ角度検出手段は、以下の式(40)により、正弦参照値(Vs^*)と余弦参照値(Vc^*)を容易に算出することができる。

【0075】

【数40】

$$\begin{pmatrix} \hat{Vs} \\ \hat{Vc} \\ \hat{Vi} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_1 \sin 2\theta e \\ L_1 \cos 2\theta e \\ L_0 \end{pmatrix} = (\tilde{C}^t \tilde{C})^{-1} C^t \begin{pmatrix} \frac{d\hat{dI}(i_1)}{d\hat{Vd}(i_1)} \\ \frac{d\hat{dI}(i_2)}{d\hat{Vq}(i_2)} \end{pmatrix} \equiv \tilde{D} \begin{pmatrix} \frac{d\hat{dI}(i_1)}{d\hat{Vd}(i_1)} \\ \frac{d\hat{dI}(i_2)}{d\hat{Vq}(i_2)} \end{pmatrix} \quad \dots \dots \dots \quad (40)$$

【0076】

また、上記式(40)における行列 D の成分のデータを予めメモリに記憶しておくことにより、前記ロータ角度検出手段は、d 軸電圧の軸方向に対する前記 1 方向のフィードバック制御により得られる d 軸実電流と q 軸実電流の 2 階差分 ($d d I^*(i_1)$) 及び d 軸電圧の変化量 ($d Vd^*(i_1)$) と、q 軸電圧の軸方向

に対する前記 1 方向のフィードバック制御により得られる d 軸実電流と q 軸実電流の 2 階差分 ($d_d I^*(i_2)$) 及び q 軸電圧の変化量 ($d Vq(i_2)$) と、メモリに記憶された行列 D~ の成分のデータとの簡易な積和演算処理により、正弦参照値 (Vs^*) と余弦参照値 (Vc^*) を算出することができる。

【0077】

【発明の実施の形態】

本発明の実施の形態の一例について図 1～図 3 を参照して説明する。図 1 は DC ブラシレスモータの構成図、図 2 は図 1 に示した DC ブラシレスモータの作動を制御するモータコントローラの制御ブロック図、図 3 は 1 方向のフィードバック制御のタイミングチャートである。

【0078】

図 2 に示したモータコントローラ 10 は、図 1 に示した突極型の DC ブラシレスモータ 1 (以下、モータ 1 という) の電機子 3, 4, 5 に流れる電流をフィードバック制御するものであり、モータ 1 をロータ 2 の界磁極の磁束方向である q 軸上にある q 軸電機子と該 q 軸と直交する d 軸上にある d 軸電機子とを有する d-q 座標系による等価回路に変換して扱う。

【0079】

そして、モータコントローラ 10 は、外部から与えられる d 軸指令電流 (I_{d_c}) と q 軸指令電流 (I_{q_c}) とに応じて、d 軸電機子に流れる電流 (以下、d 軸電流という) と q 軸電機子に流れる電流 (以下、q 軸電流という) をフィードバック制御する。

【0080】

モータコントローラ 10 は、d 軸電機子への印加電圧 (以下、d 軸電圧という) と q 軸電機子への印加電圧 (以下、q 軸電圧という) とを、モータ 1 の U, V, W の 3 相の電機子に印加する電圧の指令値 ($V_{u_c}, V_{v_c}, V_{w_c}$) に変換する d-q/3 相変換部 20、及び該指令値 ($V_{u_c}, V_{v_c}, V_{w_c}$) に応じた電圧 (V_u, V_v, V_w) をモータ 1 の U, V, W の各相の電機子にそれぞれ印加するよう複数のスイッチング素子をブリッジ接続したインバータ回路からなるパワードライブユニット 21 を備える。

【0081】

さらに、モータコントローラ10は、モータ1のU相の電機子に流れる電流を検出するU相電流センサ22（本発明の電流検出手段に相当する）、モータ1のW相の電機子に流れる電流を検出するW相電流センサ23（本発明の電流検出手段に相当する）、U相電流センサ22の検出電流値（ I_{u_s} ）とW相電流センサ23の検出電流値（ I_{w_s} ）とからd軸電流の検出値であるd軸実電流（ I_{d_s} ）とq軸電流の検出値であるq軸実電流（ I_{q_s} ）とを算出する3相/dq変換部24（本発明のdq実電流算出手段に相当する）、d軸実電流（ I_{d_s} ）とq軸実電流（ I_{q_s} ）とd軸電圧（ V_d ）とq軸電圧（ V_q ）とに基づいてモータ1のロータ角度（ θ ）を検出する角度検出部25（本発明の参照値算出手段及びロータ角度検出手段に相当する）、及びd軸とq軸間で干渉し合う速度起電力の影響を打消す処理を行なう非干渉演算部26を備える。

【0082】

モータコントローラ10は、d軸指令電流（ I_{d_c} ）とd軸実電流（ I_{d_s} ）を第1減算器27で減算し、その減算結果に第1のPI演算部28でPI（比例積分）処理を施し、第1加算器29で非干渉成分を加算して、d軸指令電流（ I_{d_c} ）とd軸実電流（ I_{d_s} ）の偏差に応じたd軸電圧（ V_d ）を生成する。

【0083】

また、モータコントローラ10は、同様にして、q軸指令電流（ I_{q_c} ）とq軸実電流（ I_{q_s} ）を第2減算器30で減算し、その減算結果に第2のPI演算部31でPI処理を施し、第2加算器32で非干渉成分を加算して、q軸指令電流（ I_{q_c} ）とq軸実電流（ I_{q_s} ）との偏差に応じたq軸電圧（ V_q ）を生成する。

【0084】

そして、モータコントローラ10は、d軸電圧（ V_d ）とq軸電圧（ V_q ）とをdq/3相変換部20に入力する。これにより、パワードライブユニット21を介して、d軸指令電流（ I_{d_c} ）とd軸実電流（ I_{d_s} ）との偏差、及びq軸指令電流（ I_{q_c} ）とq軸実電流（ I_{q_s} ）との偏差を小さくする3相電圧（ V_u, V_v, V_w ）がモータ1の電機子に印加されて、モータ1の電機子に流れる電流がフ

イードバック制御される。

【0085】

なお、第1減算器27、PI演算部28、第1加算器29、PI演算部31、 $d/q/3$ 相変換部20、及びパワードライブユニット21により、本発明の通電制御手段が構成される。

【0086】

ここで、 $d/q/3$ 相変換部20によりd軸電圧(V_d)とq軸電圧(V_q)を3相の電圧指令(V_{u_c} , V_{v_c} , V_{w_c})に変換する際には、モータ1のロータ角度(θ)が必要となる。また、3相/ d/q 変換部24によりU相電流センサ22の検出電流値(I_{u_s})とW相電流センサ23の検出電流値(I_{w_s})をd軸実電流(I_{d_s})とq軸実電流(I_{q_s})に変換する際にも、モータ1のロータ角度(θ)が必要となる。

【0087】

そして、モータコントローラ10は、レゾルバ等の位置検出センサを用いずに、d軸電流のみに対するフィードバック制御（本発明の1方向のフィードバック制御に相当する）とq軸電流のみに対するフィードバック制御（本発明の1方向のフィードバック制御に相当する）を異なる制御サイクルで実行することにより、ロータ角度(θ)の検出処理を行う。以下、モータコントローラ10によるロータ角度(θ)の検出処理について図3を参照して説明する。

【0088】

図3は、モータコントローラ10により実行されるd軸電流とq軸電流の1方向のフィードバック制御のタイミングチャートを示したものであり、縦軸が電圧(V)、横軸が時間(t)である。

【0089】

モータコントローラ10は、図3(a)に示したように、所定の制御サイクル(ΔT)で、d軸電流のみに対するフィードバック制御(図中 I_{d_F})とq軸電流のみに対するフィードバック制御(図中 I_{q_F})を交互に実行する。図3に示した例では、d軸電流のみに対するフィードバック制御を制御サイクル T_{11} , T_{13} , T_{15} で実行し、q軸電流のみに対するフィードバック制御を制御サイ

クルT₁₂, T₁₄で実行している。

【0090】

ここで、角度検出部25は、モータ1のロータ角度を検出するときは、ロータ角度の推定値($\theta^{\hat{}}$)をd_q/3相変換部20と3相/d_q変換部24に出力する。そして、該推定値($\theta^{\hat{}}$)を用いて、d_q/3相変換部20は3相の電圧指令値(V_{u_c}, V_{v_c}, V_{w_c})を算出し、3相/d_q変換部24はd軸実電流(I_{d_s})とq軸実電流(I_{q_s})を算出する。

【0091】

そして、d軸電流のみに対するフィードバック制御を実行する制御サイクル(T₁₁, T₁₃, T₁₅)においては、q軸電圧(V_q)は前回の制御サイクルにおける電圧が維持されるため変化しない。そのため、ロータ角度の推定値($\theta^{\hat{}}$)を用いたd軸電流のみに対するフィードバック制御が制御サイクルi₁で実行されると、上記式(34)の関係が成立する。

【0092】

また、q軸電流のみに対するフィードバック制御を実行する制御サイクル(T₁₂, T₁₄)においては、d軸電圧(V_d)は前回の制御サイクルにおける電圧が維持されるため変化しない。そのため、ロータ角度の推定値($\theta^{\hat{}}$)を用いたq軸電流のみに対するフィードバック制御が制御サイクルi₂で実行されると、上記式(35)の関係が成立する。

【0093】

そして、角度検出部25は、上記式(34)と式(35)から得られる上記式(40)の演算を実行して、ロータ角度の実際値(θ)と推定値($\theta^{\hat{}}$)との位相差(θ_e)の2倍角に応じた正弦参照値($Vs^{\hat{}} = L_1 \sin 2\theta_e$)と余弦参照値($Vc^{\hat{}} = L_1 \cos 2\theta_e$)を算出する。

【0094】

ここで、上記式(40)の行列D~を計算すると、以下の式(41)となる。

【0095】

【数4 1】

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_S \\ \hat{V}_C \\ \hat{V}_I \end{bmatrix} = \tilde{D} \begin{bmatrix} \frac{dd\hat{I}(i_1)}{d\hat{V}d(i_1)} \\ \frac{dd\hat{I}(i_2)}{d\hat{V}d(i_2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0.5 & 0.5 & 0 \\ 0.5 & 0 & 0 & -0.5 \\ 0.5 & 0 & 0 & 0.5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{dd\hat{I}(i_1)}{d\hat{V}d(i_1)} \\ \frac{dd\hat{I}(i_2)}{d\hat{V}d(i_2)} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (41)$$

【0096】

そこで、モータコントローラ10のメモリ（図示しない）には、上記式（4 1）における行列D～の成分のデータが予め記憶されている。そして、角度検出部25は、該成分データを用いて上記式（4 1）の演算を行うことにより、正弦参照値（ V_S^* ）と余弦参照値（ V_C^* ）の算出時間を短縮している。

【0097】

そして、角度検出部25は、上記式（3 3）によりロータ角度の実際値（ θ ）と推定値（ θ^* ）との位相差（ θ_e ）を算出し、これにより、ロータ角度の実際値（ $\theta = \theta^* + \theta_e$ ）を検出する。

【0098】

なお、位相差（ θ_e ）を用いて、オブザーバによる追従演算によってロータ角度の推定値（ θ^* ）の推定誤差が0に収束するように修正することも可能である。以下、オブザーバによるロータ角度の推定値（ θ^* ）の修正処理について説明する。

【0099】

モータ1が一定の角速度で回転しているとすると、制御サイクル（ ΔT ）ごとのロータ角度（ θ ）と角速度（ ω ）との関係は以下の式（4 2）で表される。

【0100】

【数4 2】

$$\begin{bmatrix} \theta(n+1) \\ \omega(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \Delta T \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta(n) \\ \omega(n) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (42)$$

【0101】

但し、 $\theta(n)$ と $\omega(n)$ はそれぞれある制御サイクルにおけるロータ角度と角速度であり、 $\theta(n+1)$ と $\omega(n+1)$ はそれぞれ該制御サイクルの次の制御サイクルにおける

るロータ角度と角速度である。

【0102】

そして、上記式(42)で表されるモデルのシミュレータに、ロータ角度の推定値($\hat{\theta}^n$)と角速度の推定値($\hat{\omega}^n$)を入力し、ロータ角度の実際値(θ^n)と推定値($\hat{\theta}^n$)との位相差(θ_e^n)に演算ゲインK1, K2, K~によるゲインを乗じてフィードバックする以下の式(43)又は式(44)に示した演算を行う。

【0103】

【数43】

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta}(n+1) \\ \hat{\omega}(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \Delta T \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}(n) \\ \hat{\omega}(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix} \tilde{K}(\theta_e(n))$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & \Delta T \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}(n) \\ \hat{\omega}(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix} \tilde{K} \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{\hat{v}_s}{\hat{v}_c} \quad \dots \dots \quad (43)$$

【0104】

【数44】

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta}(n+1) \\ \hat{\omega}(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \Delta T \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}(n) \\ \hat{\omega}(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix} \tilde{K}(\theta_e(n))$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & \Delta T \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}(n) \\ \hat{\omega}(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix} \tilde{K} \frac{\hat{v}_s}{\sqrt{\hat{v}_s^2 + \hat{v}_c^2}} \quad \dots \dots \quad (44)$$

$(\theta_e(n) \approx 0)$

【0105】

上記式(43), 式(44)は、シミュレータのモータも一定の角速度で回転するものとして仮定して、位相差によるフィードバックを行った定常回転モータモデルに対するオブザーバとなっている。そして、上記式(43), 式(44)により、ロータ角度の推定値($\hat{\theta}^n$)を実際値(θ^n)に収束させることができる。

【0106】

なお、上記式(44)の平方演算は時間がかかるので、以下の式(45)により近似してもよい。

【0107】

【数4 5】

$$\frac{\hat{v}_s}{\sqrt{\hat{v}_{s^2} + \hat{v}_{c^2}}} \approx \begin{cases} \frac{\hat{v}_s}{|\hat{v}_s|} & (|\hat{v}_s| > |\hat{v}_c| \text{ の場合}) \\ \frac{\hat{v}_s}{|\hat{v}_c|} & (|\hat{v}_c| > |\hat{v}_s| \text{ の場合}) \end{cases} \quad \dots \dots \dots (45)$$

【0108】

また、上記式(43)、式(44)において、以下に示す式(46)のように、offsetを加えて、算出されるロータ角度の推定値($\hat{\theta}$)の位相を強制的にずらすことによって、ロータ角度の検出誤差を減少させてもよい。

【0109】

【数4 6】

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta}(n+1) \\ \hat{\omega}(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \Delta T \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}(n) \\ \hat{\omega}(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix} \tilde{K}(\theta_e(n) + offset) \quad \dots \dots \dots (46)$$

【0110】

また、本実施の形態では、図3(a)に示したように、d軸電流のみに対するフィードバック制御とq軸電流のみに対するフィードバック制御を1制御サイクルごとに交互に行なう例を示したが、d軸電圧のみが変化してq軸電圧の変化量が0となる制御サイクルと、q軸電圧のみが変化してd軸電圧の変化量が0となる制御サイクルがあれば、上記式(41)により正弦参照値(V_s^*)と余弦参照値(V_c^*)を算出することができる。

【0111】

そのため、例えば、図3(b)に示したように、d軸電流のみに対するフィードバック制御の次にq軸電流のみに対するフィードバック制御を2制御サイクル連続して実行してもよい。

【0112】

また、本実施の形態では、本発明の1方向フィードバック制御を、d軸電圧の軸方向とq軸電圧の軸方向について行ったが、特にこれらの方向に限定する必要はない。すなわち、上記式(32)に示したd軸電圧(V_d)とq軸電圧(V_q)の1次結合により表される互いに平行でない2以上の方向(v)に対して、1方

向フォードバック制御を実行することにより、正弦参照値 (V_s^*) と余弦参照値 (V_c^*) を算出することができる。

【0113】

図2を参照して、非干渉演算部26による作用を無視すると、ある制御サイクルにおけるd軸電圧 (V_d_{new}) とq軸電圧 (V_q_{new}) は、以下の式(47)、式(48)により算出される。

【0114】

【数47】

$$V_d_{new} = K_p(I_d_c - I_d_s) + K_i \int (I_d_c - I_d_s) dt \quad \dots \dots \dots (47)$$

【0115】

【数48】

$$V_q_{new} = K_p(I_q_c - I_q_s) + K_i \int (I_q_c - I_q_s) dt \quad \dots \dots \dots (48)$$

【0116】

但し、 K_p ：比例ゲイン係数、 K_i ：積分ゲイン係数。

【0117】

そのため、前回の制御サイクルにおいて生成されたd軸電圧を V_d_{old} 、q軸電圧を V_q_{old} とすると、今回の制御サイクルにおけるd軸電圧の変化量 ($d V_d'$) とq軸電圧の変化量 ($d V_q'$) は、以下の式(49)、式(50)で表される。

【0118】

【数49】

$$dVd' = V_d_{new} - V_d_{old} \quad \dots \dots \dots (49)$$

【0119】

【数50】

$$dVq' = V_q_{new} - V_q_{old} \quad \dots \dots \dots (50)$$

【0120】

ここで、上記式(49)、式(50)によるd軸電圧の変化量 ($d Vd'$) と

q 軸電圧の変化量 (dVq') を成分とするベクトルは任意の方向を取り得る。そのため、上記式(32)で表される方向 (v) に対してのみ電流フィードバック制御を行うには、先ず、以下の式(51)により d 軸指令電圧の変化量 (dVd') と q 軸指令電圧の変化量 (dVq') の該方向 (v) への射影成分 (dV) を求める。

【0121】

【数51】

$$dV = \frac{1}{\sqrt{k_1^2 + k_2^2}} \begin{bmatrix} k_1 & k_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} dVd' \\ dVq' \end{bmatrix} \quad \dots \dots \dots (51)$$

【0122】

そして、以下の式(52)、式(53)により、今回の制御サイクルにおける d 軸電圧 (Vd) と q 軸電圧 (Vq) を算出すればよい。

【0123】

【数52】

$$Vd = Vd_old + \frac{k_1}{\sqrt{k_1^2 + k_2^2}} dV \quad \dots \dots \dots (52)$$

【0124】

【数53】

$$Vq = Vq_old + \frac{k_2}{\sqrt{k_1^2 + k_2^2}} dV \quad \dots \dots \dots (53)$$

【0125】

以上説明したように、 d 軸電圧と q 軸電圧の1次結合で表される方向についてのみ電流フィードバックの結果を反映させることは容易である。そして、2以上の互いに平行でない方向について、電流フィードバック制御を行えば、 d q 座標平面上の任意の点に d 軸電流と q 軸電流を制御することができる。

【0126】

以下、 $v_1 \sim v_n$ までの n 方向 ($n \geq 2$) について、各方向に対する電流フィードバック制御を異なる制御サイクルに行った場合の正弦参照値 (Vs^\wedge) と余弦参照値 (Vc^\wedge) の算出方法について説明する。

【0127】

各方向 ($v_1 \sim v_n$) が以下の式 (54) により、d 軸電圧 (V_d) と q 軸電圧 (V_q) の 1 次結合により表される場合、任意の j ($1 \leq j \leq n$) に対して、上記式 (31) により以下の式 (55) が成立する。

【0128】

【数54】

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} \\ k_{21} & k_{22} \\ \vdots & \vdots \\ k_{n1} & k_{n2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (54)$$

【0129】

【数55】

$$d\hat{I}(j) = \frac{dv(j)}{\sqrt{k_{j1}^2 + k_{j2}^2}} \begin{bmatrix} k_{j2} & k_{j1} & k_{j1} \\ k_{j1} & -k_{j2} & k_{j2} \\ \hline L_1 \sin 2\theta e & L_1 \cos 2\theta e & L_0 \end{bmatrix} \equiv \hat{C}(j) \begin{bmatrix} L_1 \sin 2\theta e \\ L_1 \cos 2\theta e \\ L_0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (55)$$

【0130】

但し、上記式 (55) における $d v(j)$ は以下の式 (56) で表される。

【0131】

【数56】

$$dv(j) = \frac{1}{\sqrt{k_{j1}^2 + k_{j2}^2}} \begin{bmatrix} k_{j1} & k_{j2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d_new - V_d_old \\ Vq_new - Vq_old \end{bmatrix} \dots\dots\dots (56)$$

【0132】

したがって、各方向 ($v_1 \sim v_n$) についての上記式 (56) をまとめると、以下の式 (57) が得られ、また、式 (57) を変形して以下の式 (58) が得られる。

【0133】

【数57】

$$\begin{bmatrix} \hat{C}(1) \\ \vdots \\ \hat{C}(j) \\ \vdots \\ \hat{C}(n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_1 \sin 2\theta e \\ L_1 \cos 2\theta e \\ \vdots \\ L_0 \end{bmatrix} \equiv \tilde{C} \begin{bmatrix} L_1 \sin 2\theta e \\ L_1 \cos 2\theta e \\ \vdots \\ L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} dd\hat{I}(1)/dv(1) \\ \vdots \\ dd\hat{I}(j)/dv(j) \\ \vdots \\ dd\hat{I}(n)/dv(n) \end{bmatrix} \quad \dots \dots \dots (57)$$

【0134】

【数58】

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_s \\ \hat{V}_c \\ \hat{V}_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 \sin 2\theta e \\ L_1 \cos 2\theta e \\ \vdots \\ L_0 \end{bmatrix} = (\tilde{C}^T \tilde{C})^{-1} \tilde{C}^T \begin{bmatrix} dd\hat{I}(1)/dv(1) \\ \vdots \\ dd\hat{I}(j)/dv(j) \\ \vdots \\ dd\hat{I}(n)/dv(n) \end{bmatrix}$$

$$\equiv \tilde{D} \begin{bmatrix} dd\hat{I}(1)/dv(1) \\ \vdots \\ dd\hat{I}(j)/dv(j) \\ \vdots \\ dd\hat{I}(n)/dv(n) \end{bmatrix} \quad \dots \dots \dots (58)$$

【0135】

そして、各方向 ($v_1 \sim v_n$) に対して、異なる制御サイクルで電流フィードバック制御を実行したときの d 軸実電流及び q 軸実電流の 2 階差分 $ddI^1 \sim ddI^n$ と d 軸電圧及び q 軸電圧の変化量 $dv(1) \sim dv(n)$ を、上記式 (58) に代入することによって、正弦参照値 (V_s^*) と余弦参照値 (V_c^*) を算出することができる。

【0136】

例えば、2 方向について本発明の 1 方向フィードバック制御を行なう場合は、上述した d 軸電圧と q 軸電圧の軸方向の他に、以下の式 (59) により表される 2 方向を選択すると、上記式 (58) における行列 C~ と D~ は、以下の式 (60)，式 (61) となる。

【0137】

【数59】

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad \dots \dots \dots (59)$$

【0138】

【数60】

$$\tilde{C} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (60)$$

【0139】

【数61】

$$\tilde{D} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0.25 & 0.25 & -0.25 & 0.25 \\ 0.25 & -0.25 & 0.25 & 0.25 \\ 0.25 & 0.25 & 0.25 & -0.25 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (61)$$

【0140】

また、以下の式(62)により表される3方向について、本発明の1方向ファードバック制御を行なう場合は、上記式(58)における行列C~とD~は、以下の式(63)、式(64)となる。

【0141】

【数62】

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (62)$$

【0142】

【数63】

$$\tilde{C} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (63)$$

【0143】

【数64】

$$\tilde{D} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{6} & \frac{1}{3} & \frac{1}{6} & \frac{1}{6} & \frac{1}{3} & -\frac{1}{6} \\ \frac{\sqrt{2}}{8} & 0 & \frac{\sqrt{2}}{8} & -\frac{\sqrt{2}}{8} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{8} \\ \frac{1}{3} & -\frac{1}{6} & \frac{1}{6} & \frac{1}{6} & -\frac{1}{6} & \frac{1}{3} \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (64)$$

なお、モータ1の電気的又は機械的パラメータによっては、電流フィードバック系の応答だけでは正弦参照値 (V_s) 及び余弦参照値 (V_c) を計算するために十分な d 軸実電流 (I_{d_s}) 及び q 軸実電流 (I_{q_s}) の変化量が生じない場合も考えられる。この場合には、 d 軸指令電流 (I_{d_c}) 及び q 軸指令電流 (I_{q_c}) に乱数を加えたり、制御サイクル (ΔT) を長くして、十分な d 軸実電流 (I_{d_s}) 及び q 軸実電流 (I_{q_s}) の変化量を生じさせる工夫も必要であると思われる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 DCブラシレスモータの構成図。

【図2】 図1に示したDCブラシレスモータの作動を制御するモータコントローラの制御ブロック図。

【図3】 1方向フィードバック制御のタイミングチャート。

【符号の説明】

1…DCブラシレスモータ、2…ロータ、3…U相の電機子、4…V相の電機子、5…W相の電機子、10…モータコントローラ、20… d q ／3相変換部、21…パワードライブユニット、22…U相電流センサ、23…W相電流センサ、24…3相／ d q 変換部、25…角度検出部、26…非干渉演算部

【書類名】

【図 1】

FIG. 1 (a)

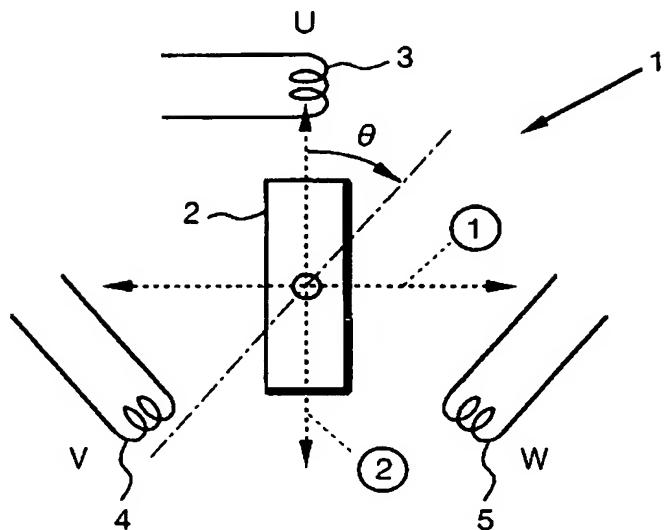
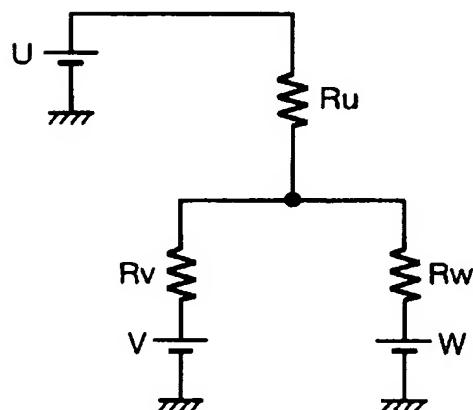
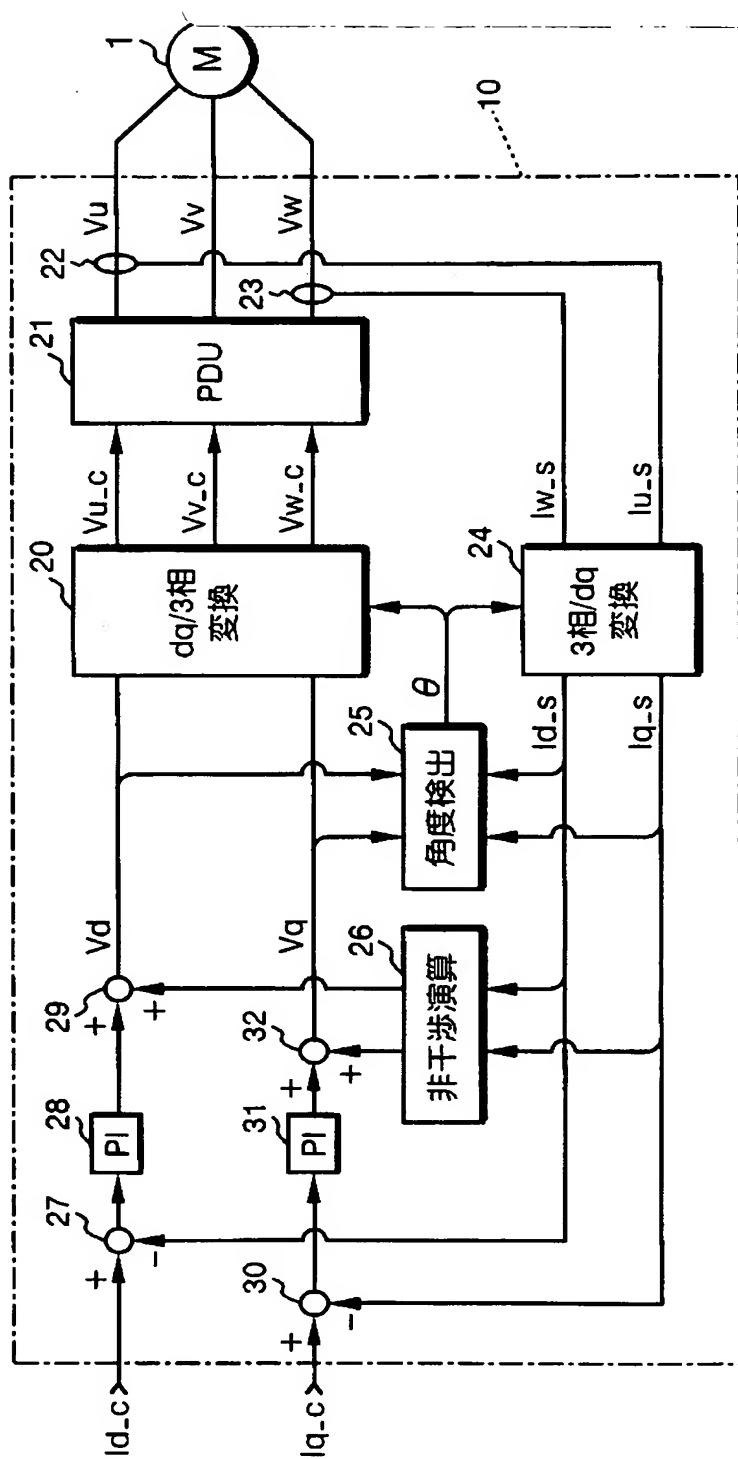


FIG. 1 (b)



〔図 2〕

FIG. 2



【図 3】

FIG. 3 (a)

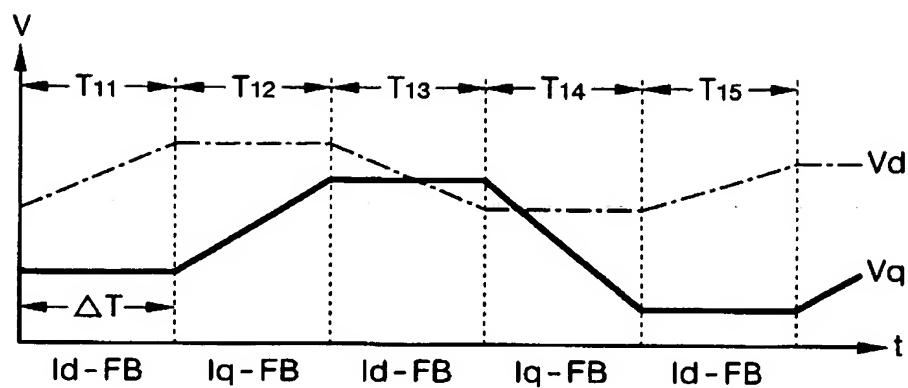
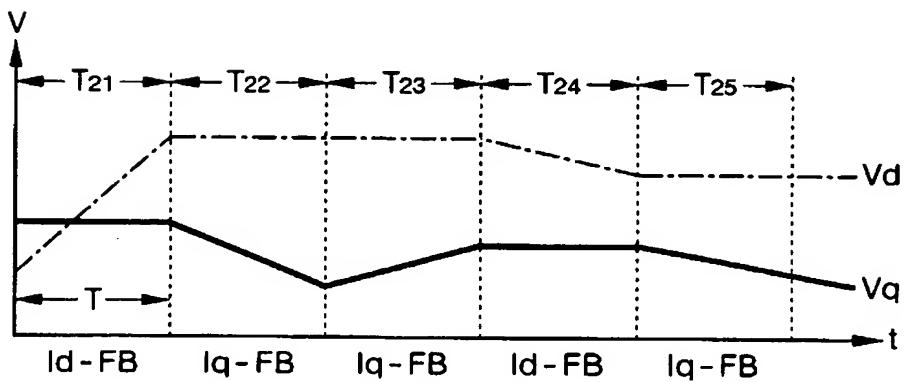


FIG. 3 (b)



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 駆動電圧に高周波電圧を重畠してロータ角度を検知する際に生じる不都合を解消して、位置検出センサを用いることなくロータ角度を検知するDCブラシレスモータの制御装置を提供する。

【解決手段】 モータコントローラは、ロータ角度の推定値 (θ^*) を用いて、 I_d 電流に対するフィードバック制御 (I_d -FB) と I_q 電流に対するフィードバック制御 (I_q -FB) を、異なる制御サイクルで交互に実行する。そして、モータコントローラは、 I_d 電流及び I_q 電流に対するフィードバック制御を実行する制御サイクルにおける I_d 実電流及び I_q 実電流の変化量と d 軸電圧及び q 軸電圧のレベルに基づいて、ロータ角度の実際値 (θ) と推定値 (θ^*) との位相差 (θ_e) の2角の正弦値に応じた正弦参照値と余弦値に応じた余弦参照値を算出し、該正弦参照値と余弦参照値を用いてロータ角度を検出する。

【選択図】 図3

特願 2002-277473

出願人履歴情報

識別番号 [000005326]

1. 変更年月日 1990年 9月 6日

[変更理由] 新規登録

住所 東京都港区南青山二丁目1番1号

氏名 本田技研工業株式会社